

ЦИФРОВОЙ АДАПТИВНЫЙ ФАЗОВЫЙ КОРРЕКТОР ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Скороспешкин М.В., Томский политехнический университет, Томск, Россия

В настоящее время реализация систем автоматического регулирования в большинстве случаев осуществляется на базе промышленных микропроцессорных контроллеров, что, несомненно, позволяет осуществлять регулирование не только по П, ПИ, ПИД-законам, но и по более сложным в том числе и адаптивным. Адаптивные системы управления, построенные на базе П, ПИ, ПИД-регуляторов [1,2], обеспечивают устойчивую работу систем регулирования и заданное качество в условиях нестационарности, в определенных пределах изменения свойств объекта управления.

В настоящей работе предлагается реализация адаптивной системы на базе цифрового ПИД-регулятора и последовательного фазового корректора динамических характеристик. Используемый корректор представляет собой псевдолинейное корректирующее устройство, осуществляющее изменение фазового сдвига канала формирования управляющего воздействия при возникновении колебаний.

Структура системы автоматического регулирования с цифровым адаптивным корректором представлена на рисунке 1.

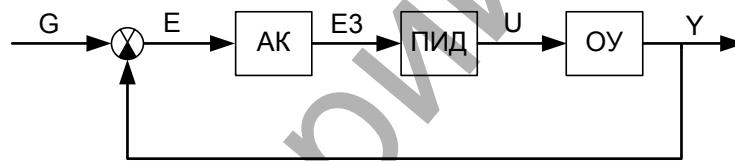


Рисунок 1. - Структурная схема системы автоматического регулирования с адаптивным корректором

На рисунке 1 использованы следующие обозначения: АК-цифровой адаптивный корректор, ПИД-пропорционально-интегро-дифференциальный регулятор, ОУ-объект управления.

На рисунке 2 представлена структурная схема адаптивного корректора.

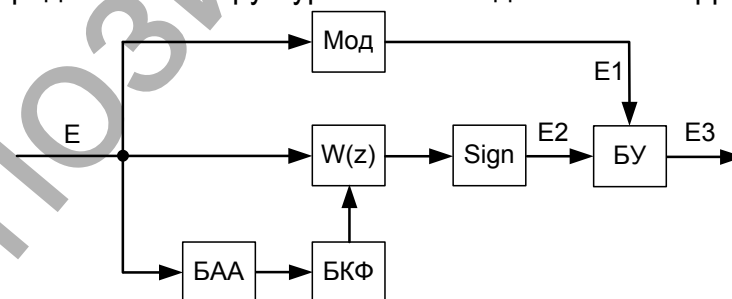


Рисунок 2. - Структурная схема адаптивного корректора

На рисунке 2 использованы следующие обозначения: Sign - блок определения знака, $W(z)$ -дискретная передаточная функция динамического звена, Мод-блок выделения модуля, БУ-блок умножения, БАА-блок анализа амплитуды ошибки САР, БКФ-блок коррекции фазы.

Адаптивный корректор выполнен на базе интегро-дифференцирующего звена с дискретной передаточной функцией:

$$W(z) = \frac{a+b \cdot z^{-1}}{d+c \cdot z^{-1}}, \quad (1)$$

где a - параметр настройки корректора, b, c, d – коэффициенты, определяемые постоянной времени интегрирования и тактом управления по формулам:

$$b = 1 + \frac{1-a}{1+a}, \quad c = 1 + \frac{1-d}{1+d}, \quad d = \frac{2 \cdot T_2}{T_0}, \quad (2)$$

где T_0 - Такт управления.

Дискретная передаточная функция (1) соответствует интегро-дифференцирующему звену первого порядка, передаточная функция которого в непрерывном варианте имеет вид:

$$W(p) = \frac{T_1 \cdot p + 1}{T_2 \cdot p + 1}. \quad (3)$$

Параметр настройки определяется по формуле:

$$a = \frac{2 \cdot T_1}{T_2}. \quad (4)$$

Данный корректор осуществляет фазовый сдвиг, величина которого зависит от значения постоянной времени T_1 . Входной сигнал, разветвляясь проходит по трем каналам. По верхнему каналу проходит абсолютное значение ошибки, средний канал состоит из интегро-дифференцирующего звена, блока определения знака (блока сигнатуры), и блока выделения модуля. Нижний канал обеспечивает подстройку постоянной времени дифференцирования в интегро-дифференцирующем звене. Сигнал на выходе корректора равен произведению выходных сигналов верхнего и среднего каналов.

При возникновении в САР колебаний регулируемой величины, а следовательно и ошибки, автоматически в корректоре происходит увеличение постоянной времени дифференцирования. Другими словами, происходит подавление колебаний регулируемой величины путем изменения фазы.

На рисунке 3 представлены кривые, характеризующие реакцию САР объектом второго порядка на ступенчатое задающее воздействие. Передаточная функция объекта управления имеет вид:

$$W(p) = \frac{10}{10 \cdot p^2 + 2.5 \cdot p + 10}. \quad (5)$$

Данные кривые соответствуют следующим настройкам ПИД-регулятора:

$K_p = 5$, $T_i = 0,1$ с., $T_d = 0,01$ с., верхняя кривая соответствует САР с ПИД-регулятором, а нижняя – САР с ПИД-регулятором и описанным выше корректором с подстройкой постоянной времени дифференцирования.

Результаты исследования САР с фазовым корректором, проведенные в среде MATLAB показали, что существенное улучшение качества переходных процессов в САР нестационарными объектами возможно путем изменения фазы, в зависимости от амплитуды колебаний ошибки.

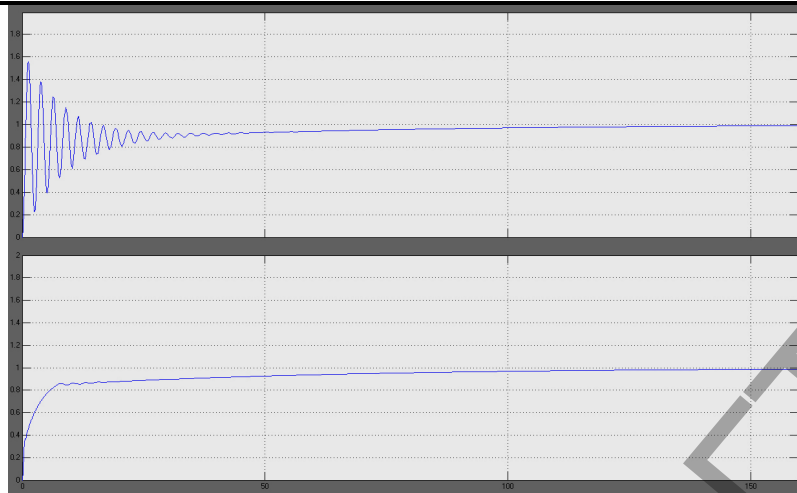


Рисунок 3. - Реакция САР на ступенчатое задающее воздействие

Такие системы целесообразно применять как при регулировании параметров нестационарных объектов, так и при регулировании параметров объектов, на которые поступают возмущения, приводящие к возникновению в САР колебаний регулируемой величины с амплитудой, превышающей допустимую.

Литература

1. Шубладзе А. М. Адаптивные автоматически настраивающиеся ПИД-регуляторы / А.М.Шубладзе, С.В.Гуляев, А.А.Шубладзе // Промышленные АСУ и контроллеры. - М. - 2003. - № 6. - С. 35-39.
2. Штейнберг Ш. Е. Адаптация стандартных регуляторов к условиям эксплуатации в промышленных системах регулирования / Ш. Е. Штейнберг, И. Е. Залуцкий // Промышленные АСУ и контроллеры. - М. - 2003. - № 4.
3. Ерофеев А.А. Интеллектуальные системы управления. - СПб, из-во СПб ГТУ, 1999. 312 с.

УСЛОВНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ БИГРАММ ВЫХОДНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ОДНОГО КЛАССА АВТОМАТОВ МУРА

Храмова Е.В., БГУ, Минск

Рассмотрим класс автоматов Мура, определяемый каноническими уравнениями: $S(t+1) = \varphi(S(t), x_{t+n})$, $y(t) = f(S(t))$, $t = 0, 1, 2, \dots$, где $S(t) = (S_0(t), S_1(t), \dots, S_{n-1}(t))$ — состояние автомата, x_{t+n} — элемент входной последовательности автомата, $\varphi: \{0,1\}^n \times \{0,1\} \rightarrow \{0,1\}^n$ — функция переходов, $f: \{0,1\}^n \rightarrow \{0,1\}$ — функция выходов, $y(t)$ — элемент выходной последовательности автомата.

Функция переходов состояний $\varphi(S(t), x_{t+n})$, $t \geq 0$, имеет вид:

$$S(t+1) = (S_0(t+1), \dots, S_{n-1}(t+1)) = \varphi(S(t), x_{t+n}) = (S_1(t), \dots, S_{n-1}(t), x_{t+n}), \text{ где } S(0) = (x_0, \dots, x_{n-1}).$$

Функция выходов $f(S(t))$, $t \geq 0$, имеет вид:

$$y(t) = f(S(t)) = f(S_0(t), \dots, S_{n-1}(t)) = f(x_t, \dots, x_{t+n-1}).$$

В работах [1] и [2] в предположении, что входы x_t — независимые случайные величины с распределением вероятностей $P\{x_t = 1\} = p$, $P\{x_t = 0\} = 1 - p$, $t \geq 0$, а выходы $y(t)$ имеют распределение $p_y^t = P\{y(t) = f(x(t)) = y\}$, $y \in \{0,1\}$, были рассмотрены